

# **MAXIMUM DOPPLER FREQUENCY ESTIMATING DEVICE AND ADAPTIVELY MODULATED RADIO COMMUNICATION EQUIPMENT**

**Publication number:** JP2003198651 (A)

**Publication date:** 2003-07-11

**Inventor(s):** KONDO MITSU HARU; SUNADA FUMIHIRO +

**Applicant(s):** MITSUBISHI ELECTRIC CORP +

**Classification:**

- **international:** **H04B7/26; H04L27/22; H04L27/38; H04B7/26; H04L27/22; H04L27/38;** (IPC1-7): H04B7/26; H04L27/22; H04L27/38

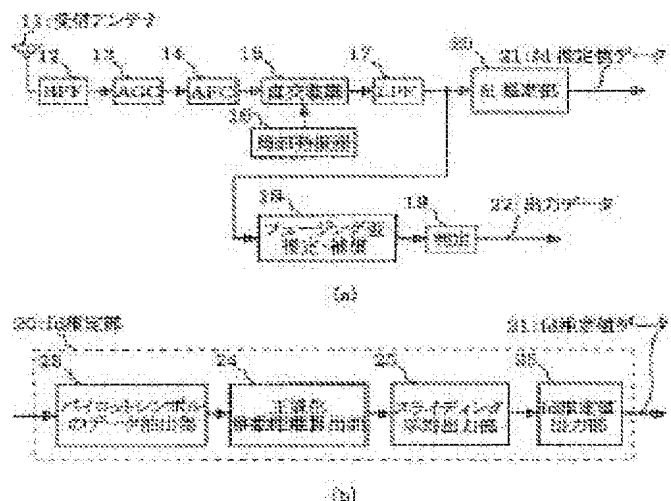
- **European:**

**Application number:** JP20010396042 20011227

**Priority number(s):** JP20010396042 20011227

## **Abstract of JP 2003198651 (A)**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a maximum Doppler frequency estimating device that has a simple constitution and can estimate the maximum Doppler frequency with high accuracy. ; **SOLUTION:** A data extracting section 23 for pilot symbol extracts a pilot symbol P inserted into each slot in one frame. A normalized moving distance calculating section 24 calculates 'normalized moving distances' which are the 'moving distances' of two averaged pilot symbols P separated from each other by a distance on a phase plane, and normalized in accordance with the distances (received signal intensities) from an origin 0 after averaging close pilot symbols. A sliding average output section 25 outputs the accumulated average value of the 'normalized moving distances' and an estimated fd value output section 26 outputs the estimated value of the maximum Doppler frequency fd. ; **COPYRIGHT:** (C)2003,JPO



Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide

The translations of [0052] cited in the Decision of Dismissal of Written Amendment are as follows.

[0052] The estimation value of maximum Doppler frequency  $f_d$  estimated in  $f_d$  estimating section 58 (corresponding to  $f_d$  estimating section 20 in FIG.1) is received as in comparison section 72 and classified to control the M-ary modulation value according to the value of maximum Doppler frequency  $f_d$ . If the value is equal to or below predetermined threshold  $Th_0$ , an adaptive modulation scheme is adopted according to first modulation parameter selection chart 73. If the estimation value of maximum Doppler frequency  $f_d$  is above predetermined threshold  $Th_0$ , according to second modulation parameter selection chart 74, a QPSK modulation scheme to provide the lowest M-ary modulation value is used in a fixed manner to perform transmission. As a result, when the fading variation is fast, the modulation scheme to provide the lowest M-ary modulation value is adopted, so that it is possible to suppress the degradation of BER quality due to selection error caused by an estimation difference of M-ary modulation value.

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号  
特開2003-198651  
(P2003-198651A)

(43)公開日 平成15年7月11日(2003.7.11)

(51)Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テーマコード <sup>*</sup> (参考)
H 0 4 L 27/38		H 0 4 L 27/00	C 5 K 0 0 4
H 0 4 B 7/26		H 0 4 B 7/26	C 5 K 0 6 7
H 0 4 L 27/22		H 0 4 L 27/22	Z

審査請求 未請求 請求項の数10 O L (全 18 頁)

(21)出願番号 特願2001-396042(P2001-396042)

(22)出願日 平成13年12月27日(2001. 12. 27)

(71)出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72)発明者 近藤 光治

神奈川県横須賀市光の丘3番2号 株式会  
社ワイ・アール・ビー高機能移動体通信研  
究所内

(74)代理人 100102635

弁理士 浅見 保男 (外2名)

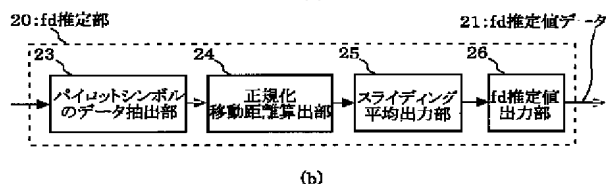
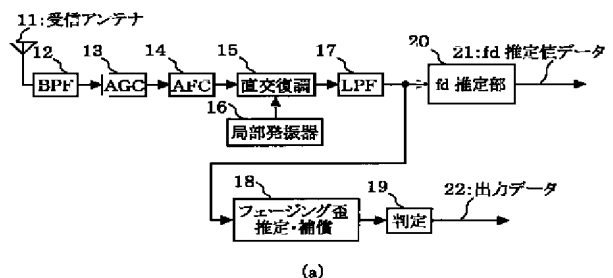
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 最大ドップラー周波数推定装置および適応変調無線通信装置

(57)【要約】

【課題】 最大ドップラー周波数を簡単な構成で高精度に推定できる最大ドップラー周波数推定装置を提供する。

【解決手段】 パイロットシンボルのデータ抽出部23は、1フレーム中の各スロットに挿入されたパイロットシンボルPを抽出する。正規化移動距離算出部24は、近接パイロットシンボルの平均化処理を行った上で、間隔だけ離れた2つの平均化されたパイロットシンボルPの位相平面上の「移動距離」であって、原点0からの距離(受信信号強度)に応じて正規化された「正規化移動距離」を計算する。スライディング平均出力部25は、「正規化移動距離」の累積平均値を出力し、fd推定値出力部26は、最大ドップラー周波数fdの推定値を出力する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 パイロットシンボルが周期的に挿入されて変調されてなる受信信号を直交復調して得られた複素ベースバンド信号を入力し、

所定の第1のパイロットシンボルと、該第1のパイロットシンボルから所定のパイロットシンボル数だけ離れた第2のパイロットシンボルとに関し、前記複素ベースバンド信号の位相平面上において、第1のパイロットシンボルを含む複数の近接した前記パイロットシンボルの受信信号点を平均化して第1の平均化受信信号点を出力するとともに、第2のパイロットシンボルを含む複数の近接した前記パイロットシンボルの受信信号点を平均化して第2の平均化受信信号点を出力する平均化受信信号点出力手段と、

第1のパイロットシンボルおよびまたは第2のパイロットシンボルの受信強度に応じて、第1の平均化受信信号点から第2の平均化受信信号点までの移動距離を正規化して正規化移動距離を出力する正規化移動距離出力手段と、

前記正規化移動距離を、第1、第2のパイロットシンボルを逐次更新して時間平均をとることにより、正規化移動距離平均を出力する正規化移動距離平均出力手段、を有し、前記正規化移動距離平均に応じて最大ドップラー周波数を推定することを特徴とする最大ドップラー周波数推定装置。

【請求項2】 前記正規化移動距離平均出力手段は、第1、第2のパイロットシンボルを1パイロットシンボルずつ逐次更新して時間平均をとる、ことを特徴とする請求項1に記載の最大ドップラー周波数推定装置。

【請求項3】 パイロットシンボルが周期的に挿入されて変調されてなる受信信号を直交復調して得られた複素ベースバンド信号を入力し、

所定の第1のパイロットシンボルと、該第1のパイロットシンボルから所定のパイロットシンボル数だけ離れた第2のパイロットシンボルとに関し、前記複素ベースバンド信号の位相平面上において、第1のパイロットシンボルを含む複数の近接した前記パイロットシンボルの受信信号点を平均化して第1の平均化受信信号点を出力するとともに、第2のパイロットシンボルを含む複数の近接した前記パイロットシンボルの受信信号点を平均化して第2の平均化受信信号点を出力する平均化受信信号点出力手段と、

第1の平均化受信信号点から第2の平均化受信信号点までの移動距離を、第1、第2のパイロットシンボルを逐次更新して時間平均をとることにより、移動距離平均を出力する移動距離平均出力手段と、

前記パイロット信号の受信強度の時間平均をとることにより、受信強度平均を出力する受信強度平均出力手段と、

前記移動距離平均を前記受信強度平均で割り算することにより、正規化移動距離平均を出力する正規化移動距離平均出力手段、

を有し、前記正規化移動距離平均に応じて最大ドップラー周波数を推定することを特徴とする最大ドップラー周波数推定装置。

【請求項4】 前記移動距離平均出力手段は、前記第1、第2のパイロットシンボルを1パイロットシンボルずつ逐次更新して時間平均をとる、ことを特徴とする請求項3に記載の最大ドップラー周波数推定装置。

【請求項5】 伝搬路特性の推定値に応じて変調多値数を制御して送信データを適応変調する適応変調無線通信装置であって、

請求項1から4までのいずれか1項に記載の最大ドップラー周波数推定装置と、

前記最大ドップラー周波数推定装置の出力に応じて、前記最大ドップラー周波数の推定値が高いときに前記変調多値数の小さいものを選択するように制御する変調多値数制御手段、

を有することを特徴とする適応変調無線通信装置。

【請求項6】 前記最大ドップラー周波数推定装置の出力に応じて、前記最大ドップラー周波数の推定値が高いクラスと小さいクラスとを設定するクラス設定手段を有し、

前記変調多値数制御手段は、前記最大ドップラー周波数の推定値が高いクラスが設定されたときには最も小さい変調多値数を選択し、前記最大ドップラー周波数の推定値が小さいクラスが設定されたときには適応変調を行う、

ことを特徴とする請求項5に記載の適応変調無線通信装置。

【請求項7】 前記最大ドップラー周波数推定装置の出力に応じて、前記最大ドップラー周波数の推定値が高いクラスと小さいクラスと中間のクラスとを設定するクラス設定手段を有し、

前記変調多値数制御手段は、前記最大ドップラー周波数の推定値が高いクラスが設定されたときには最も小さい変調多値数を選択し、前記最大ドップラー周波数の推定値が小さいクラスが設定されたときには第1の適応変調を行い、前記中間のクラスが設定されたときには前記第1の適応変調よりも伝送品質の高い第2の適応変調を行う、

ことを特徴とする請求項5に記載の適応変調無線通信装置。

【請求項8】 伝搬路特性の推定値に応じて変調多値数を制御して送信データを適応変調する適応変調無線通信装置であって、

請求項1から4までのいずれか1項に記載の最大ドップラー周波数推定装置と、

受信時の過去複数分の遅延プロファイルを外挿することにより送信時の遅延プロファイルを推定するとともに、前記最大ドップラー周波数推定装置の出力に応じて、前記最大ドップラー周波数の推定値が高いときには、外挿に代えて前記受信時の過去複数分の遅延プロファイルを相加平均することにより、前記送信時の遅延プロファイルを推定し、推定された前記送信時の遅延プロファイルにより前記送信時の前記伝搬路特性を推定する伝搬路特性推定手段と、

前記送信時の伝搬路特性の推定値に応じて変調多値数を選択する変調多値数制御手段、

を有することを特徴とする適応変調無線通信装置。

【請求項9】 伝搬路特性の推定値に応じて変調多値数を制御して送信データを適応変調する適応変調無線通信装置であって、

請求項1から4までのいずれか1項に記載の最大ドップラー周波数推定装置と、

受信時の過去複数分の遅延プロファイルを外挿することにより送信時の遅延プロファイルを推定するとともに、前記最大ドップラー周波数推定装置の出力に応じて、前記最大ドップラー周波数の推定値が高いときには、外挿次数を小さくして前記送信時の遅延プロファイルを推定することにより、前記送信時の遅延プロファイルを推定し、推定された前記送信時の遅延プロファイルにより送信時の前記伝搬路特性を推定する伝搬路特性推定手段と、

前記送信時の伝搬路特性の推定値に応じて変調多値数を選択する変調多値数制御手段、

を有することを特徴とする適応変調無線通信装置。

【請求項10】 前記伝搬路特性の推定値は、搬送波電力対雑音電力密度比の推定値および遅延スプレッドの推定値である、

ことを特徴とする請求項5から9までのいずれか1項に記載の適応変調無線通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、フェージング環境下で行われる移動無線通信における最大ドップラー周波数推定装置、および、この最大ドップラー周波数推定装置を用いて伝送品質を向上させる適応変調無線通信装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】移動無線通信においては、フェージングによって受信信号の振幅および位相が変動するので、種々のフェージング対策が施される。フェージング変動を補償する技術として、「パイロットシンボル挿入法」(PSAM)が、三瓶政一、“陸上移動通信用16QAMのフェージングひずみ補償方式”、電子情報通信学会論文誌B-II、Vol. J72-B-II, No. 1, pp. 7-15, 1989-1等で知られている。図15は、パイロットシンボル挿入法を用いた

従来の無線通信装置のブロック構成図である。図15

(a)は送信機側、図15(b)は受信機側のブロック構成図である。既知のパイロットシンボルを情報シンボル区間に挿入して送信し、受信側でパイロットシンボルの受信信号から補間により情報シンボル位置におけるフェージング変動を推定してフェージング歪補償を行う。

【0003】図15(a)において、1は送信データ、2はシリアル・パラレル変換器(S/P)であって、送信データを4ビット毎に並列データに変換する。3はベースバンド信号発生部(BSG)であって、4ビットの並列データを16QAM変調の1つのシンボルに対応させたベースバンド信号に変換する。4はフレーム信号生成部であって、情報シンボル区間にパイロットシンボルを周期的に等間隔に挿入する。パイロットシンボルとしては、16QAMのIQ位相平面において最大振幅をとる4個のシンボルの中で、シンボルを適宜切り替えて用いる。5はローパスフィルタ(LPF)であって、ベースバンド信号を帯域制限する。6は直交変調器、7は局部発振器である。局部発振器7から出力される基準周波数信号および直交基準周波数信号を帯域制限されたベースバンド信号で16QAM変調する。8は増幅器、9は送信アンテナであって、変調された信号を増幅して送信する。

【0004】図15(b)において、11は受信アンテナ、12はバンドパスフィルタ(BPF)であって、後述するAGC13やAFC14を正常動作させるために、受信信号を帯域制限する。13は自動利得制御部(AGC)であって、受信信号レベルを一定にする。14は自動周波数制御部(AFC)であって、送信機側と受信機側との間の周波数オフセットを粗調整する。15は直交復調器、16は局部発振器、17はローパスフィルタ(LPF)である。周波数オフセットが粗調整された受信信号と、局部発振器16から出力される、基準周波数信号、直交基準周波数信号とを乗算して16QAMの準同期検波を行い、LPF17で帯域制限することにより、受信信号(I相、Q相の2チャンネルのベースバンド信号)を出力する。基準周波数信号の周波数は、図15(a)の送信側の基準周波数信号の周波数と完全には一致しない状態で直交復調される。18はフェージング歪推定・補償部であって、パイロットシンボルを用いて、後述するフェージング歪推定およびフェージング歪補償とともに、オフセット周波数の微調整も行う。19はシンボル判定部であって、フェージング歪が補償された受信信号をシンボルタイミングで判定することにより、1シンボルにつき4ビットの出力データ22を出力する。

【0005】図16は、パイロットシンボル挿入法におけるフレーム構成を示す説明図である。図示の例は、TDMA(Time Division Multiple Access)/TDD(Time Division Duplex:時間分割複信)方式のデジタル移動通信システムのフレーム構成である。送信と受信とで同一周波数帯を用いるため、1フレームの前半を基地局から移動

局に送信するダウンリンク、後半を移動局から基地局に送信するアップリンクに割り当てている。図示の例では、基地局が2つの移動局と送受信を行う2多重の例を示している。受信スロットR1, R2において、(N-1)シンボル毎に、既知の1シンボルのパイロットシンボルPを周期的に挿入している。移動局側では、このパイロットシンボルPに基づいてフェージング変動を推定し、パイロットシンボル間の情報シンボルに対して、内挿法を用いてフェージング変動を推定する。受信スロットR1, R2は異なる移動局に対するスロットであるが、ある移動局は、基地局から自移動局向けの受信スロットのパイロットシンボルPだけでなく、基地局から他の移動局に割り当てられた受信スロットのパイロットシンボルPも用いることができる。

【0006】図17は、パイロット信号の象限配置の説明図である。複素ベースバンド信号の基準周波数信号に対する受信信号点を示すIQ位相平面において、パイロットシンボルの配置を示す。パイロットシンボルとしては、使用する多値シンボルの内、最大振幅、ここでは16QAMのシンボルのうち、A, B, C, Dの4つのシンボルから1つシンボルを利用する。なお、移動端末側でも、自己の送信スロットにおいてパイロット信号を挿入して、基地局側でフェージング歪推定および補償を行わせることができる。この場合、基地局では、その受信スロットにおいて、順次、異なる移動端末から受信信号を受けるので、各移動端末から受信された個別のパイロット信号に基づいて、各移動端末に対応したフェージング歪推定および補償を行うことになる。

【0007】上述した「パイロットシンボル挿入法」は、受信側におけるフェージング対策である。一方、送信側で行うフェージング対策として、適応変調方式が知られている。受信時の伝搬路特性、例えば、C/No（搬送波電力対雑音電力密度比）や遅延スプレッドなどの伝搬路特性の推定値に応じて、送信側で、基準となるBER（Bit Error Rate）を満たし、かつ伝送速度が最も大きくなる変調多値数（変調方式）を選択し、次の送信時における変調多値数を適応的に制御することにより、伝送品質の向上をはかる。例えば、鈴木敬 他2名「適応変調方式における伝搬路特性推定方式」、電子情報通信学会技術研究報告RCS94-65(1994-09)pp.37-42、大槻信也 ほか2名「変調多値数可変適応変調方式の伝送特性」、電子情報通信学会論文誌B-II, Vol. J78-B-II, No. 6, (1995年6月), pp.435-444、笹岡秀一 編著「移動通信」p.117-119、などで知られている。

【0008】図18は、従来の適応変調無線通信装置を説明するためのブロック構成図である。移動端末41と基地局42とがフェージング回線43を通して通信する

例を概念的に示す。図16を参照して説明したTDMA/TDD方式を具体例として説明する。また、いずれの変調方式であっても、図15に示したのと同様のパイロットシンボル挿入法を用いて受信信号のフェージング歪推定・補償を採用しているが、説明を簡単にするため、図18では図示を省略している。図示左側の移動端末41において、送信データは、変調器51において変調され、送信アンテナ52から基地局42に送信される。その際、変調多値数制御部101で、伝送ビットレートの異なる変調方式（シンボルレートは同じで、変調多値数が異なる）の中から1つの変調方式が選択される。一方、基地局42からの送信信号は受信アンテナ54で受信され、受信信号は、復調器55において復調されて受信データが出力されるとともに、変調多値数推定部56、瞬時C/Noおよび遅延スプレッド推定部57に入力される。例えば、図15における直交復調された信号のLPF17出力から、変調多値数推定部56、瞬時C/Noおよび遅延スプレッド推定部57それぞれに分岐させればよい。

【0009】変調多値数推定部56においては、復調器55に対して復調方式を指定する。この変調多値数推定部56は、例えば、受信信号中のミッドアンプ内に含まれた変調パラメータ推定ワードMCを、変調多値数に対応して予め決められた符号系列と乗積、積分して相関度を比較することにより、基地局側で行った各フレームの変調多値数を推定して、復調器55に復調方式を指示する。

【0010】図19は、図18に示した瞬時C/Noおよび遅延スプレッド推定部57、67の内部を示すブロック構成図である。図中、91は受信スロットの遅延プロファイル推定部であって、例えば、上述したミッドアンプ内に含まれたチャネル推定用ワードCEを用い、受信時点の複素遅延プロファイルを推定する。チャネル推定用ワードCEとして変形M系列を用い、受信されたチャネル推定用ワードCEと変形M系列との相関をとることにより複素遅延プロファイルを測定する。1シンボル以内の遅延のみを考慮して2波レイリーモデルを仮定すると、複素遅延プロファイルは、次のインパルスレスポンスで表される。

【数1】

$$h(t) = h_0(t)\delta(t) + h_1(t)\delta(t) \quad (1)$$

ここで、 $\delta(t)$  はディラックの $\delta$ 関数である。

【0011】92は送信スロットの遅延プロファイル推定部であって、 $h_0(t)$ 、 $h_1(t)$ の軌跡が滑らかに変動するものとして外挿することにより、送信時点での遅延プロファイルが得られる。k番目のTDMAフレームの送信時における遅延プロファイルは、次式の通りである。

【数2】

$$\hat{h}_i(k) = Q_0 h'_i(k) + Q_1 h'_i(k-1) + Q_2 h'_i(k-2) \quad (2)$$

ここで、 $h'_i(k)$  はk番目のフレームで測定された遅延

プロファイルである。外挿には、0次、1次、2次の外

挿がある。0次外挿の場合、 $Q_0=1$ 、 $Q_1=0$ 、 $Q_2=0$ 、1次外挿の場合、 $Q_0=3/2$ 、 $Q_1=-1/2$ 、 $Q_2=0$ 、2次外挿の場合、 $Q_0=15/8$ 、 $Q_1=-10/8$ 、 $Q_2=3/8$ である。

【0012】93は雑音電力推定部であって、受信信号の遅延プロファイルとチャネル推定用ワードCEとを畳み込んで受信信号のレプリカを生成し、これを受信信号から引き算することにより、雑音電力を出力する。雑音電力は、受信スロットと送信スロットとで等しく、かつ、相手局でも同じ雑音電力であるとする。94は受信電力推定部であって、送信時点での遅延プロファイルから、相手局での受信電力を推定する。95はC/No計算部であって、相手局での推定受信電力を雑音電力で割り算してC/No（搬送波電力対雑音電力密度比）の値を出力する。

【0013】図18の変調多値数制御部101は、瞬時C/Noおよび遅延スプレッド推定部57から、遅延スプレッドおよびC/Noを入力し、送信時における遅延スプレッドおよび瞬時C/Noを外挿し、変調パラメータ選択チャートに従って、伝送ビットレートの異なる変調方式の中から1つを選択して、少なくとも1フレーム毎に変調器51に指定する。基地局42側については、変調器61から瞬時C/Noおよび遅延スプレッド推定部67までと、変調多値数制御部102は、それぞれ、移動端末41側の変調器51から瞬時C/Noおよび遅延スプレッド推定部57までと、変調多値数制御部101と同様であるので、説明を省略する。

【0014】図16に示したTDMA/TDD方式のデジタル移動通信システムにおいては、受信スロットでの伝搬路特性から、次の送信スロットでの伝搬路特性を推定し、その時の変調多値数を選択して送信するが、その時間差は、1フレームの半分の時間間隔となる。400MHz帯の業務用デジタル移動通信システムのように、TDMAの1フレーム長が比較的長い場合には、1フレーム中でフェージング状態が変動してしまい、推定結果と送信時の相手局における実際の伝搬路特性との誤差が大きくなる。その結果、最適な変調多値数を推定することが困難となる。

【0015】一方、FDD(Frequency Division Duplex:周波数分割複信)方式では、アップリンクとダウンリンクとで異なる周波数帯を用いるので、その伝搬路特性が異なる。そのため、アップリンク（移動局の送信スロット、基地局の受信スロット）における伝搬路特性を推定し、ダウンリンク（基地局の次の送信スロット）で推定した伝搬路情報を移動端末に通知する。その通知を基に、移動端末では、アップリンク（移動局の次の送信スロット、基地局の次の受信スロット）の時点で予想される伝搬路特性に適した変調多値数を適用して送信する。なお、基地局側の送信についても同様にして変調多値数を制御する。したがって、フレーム長が比較的長い場合には、次フレームではフェージング状態が変動してしまい、最適な変調多値数を推定することが困難となる。

【0016】そこで、フェージング変動を考慮して適応変調を行う必要がある。フェージング変動には、移動局の走行に応じて発生するドップラー周波数が関与する。そこで、フェージング変動の速さに関連する最大ドップラー周波数 $f_d$ を推定することにより、適応変調方式の受信品質を向上させたい。ドップラー周波数の最大値である、最大ドップラー周波数（最大ドップラーシフト） $f_d$ は、次式のように表される。

$$f_d = V/\lambda$$

ここで、 $V$ は移動局の移動速度、 $\lambda$ は使用される電波の波長である。移動速度 $V$ の推定方法としては、車載無線通信装置であれば車の速度計で測定できる。また、GPS(Global Positioning System)より位置情報を入力し、データ処理部で、一定時間 $T$ での移動距離 $L$ を求めて、測定することもできる。しかし、これらの方法では、無線通信装置単独で推定を行えない。

【0017】無線通信装置単独で最大ドップラー周波数 $f_d$ を推定する方法として、ゼロクロス点カウントによる方法が、近藤光治 他3名“業務用移動通信における16QAMのダイバーシティ特性と $f_d$ 推定”、2001年電子情報通信学会総合大会、B-5-167,2001/3等で知られている。このゼロクロス点カウントによる方法は、先に説明した「パイロットシンボル挿入法」(PSAM)のために挿入しているパイロットシンボルを用いる。

【0018】そのI成分またはQ成分のゼロクロス点の個数を計数し、パイロットシンボル当たりのゼロクロス点の比率を求める。次に、計算されたゼロクロス点の比率を用いて、予め求めたゼロクロス点比率と $f_d$ との関係式から $f_d$ を推定する。しかし、ゼロクロス点付近で細かな位相変動があると、余分にカウントしてしまうという問題がある。また、周波数選択性フェージング環境下の遅延スプレッドによってもゼロクロス点の比率が変化してしまうため、遅延スプレッドの推定値も考慮して最大ドップラー周波数 $f_d$ を推定する必要がある。

【0019】一方、無線通信装置単独で最大ドップラー周波数 $f_d$ を推定する他の方法として、正規化内積値を用いるものが、例えば、安藤英浩 他3名、“パイロットシンボルを用いるドップラー周波数検出”、2000年信学会総合大会、B-5-59,2000等で知られている。図20は、従来の正規化内積値によるドップラー周波数推定の原理を説明するためのIQ位相平面図である。図中、横軸は搬送波と同相のI相成分、縦軸は搬送波の位相に直交するQ相成分を示す。W-CDMA(Wideband Code Division Multiple Access)において、アップリンクの各スロット内の最初の部分に複数連続して存在するI/Q符号多重パイロット信号を用いて、正規化内積値を計算する。各スロットのパイロットシンボルの平均値から各スロットのチャネル推定値を計算し、隣接するスロット、あるいは、複数スロット離れたスロットのチャネル推定値同士の正規化内積値を計算する。

【0020】この図では、各スロットのチャネル推定値を、平均化された受信信号点111、112として表している。正規化内積値とは、原点0から見た、平均化された受信信号点111から次の平均化された受信信号点112への位相変化量 $\theta$ の余弦値 $\cos\theta$ である。平均化

$$\text{正規化内積値}\cos\theta = (x_1x_2 + y_1y_2) / \{ (x_1^2 + y_1^2) (x_2^2 + y_2^2) \}^{1/2}$$

(3)

算出された正規化内積値は、雑音や干渉の影響を受けているので複数スロットにわたって平均化することによりその影響を軽減する。次に、計算された正規化内積値を用いて、予め求めた正規化内積値とfdの関係を参照して最大ドップラー周波数fdを推定する。上述した正規化内積法は、W-CDMAにおける各スロットの最初の部分に複数連続して存在するI/Q符号多重パイロット信号に関する技術であるが、これを、パイロットシンボルが周期的に挿入されて変調された信号に適用することは全く検討されていなかった。そこで、どのように適用すればよいかが問題となる。また、最大ドップラー周波数fdが小さい場合、長時間にわたって、原点0の近くに受信信号点が存在するおそれがある。このような原点近くの受信信号点の正規化内積値は雑音の影響を大きく受けているので、最大ドップラー周波数fdに大きな誤差を与えてしまうという問題も残っている。

【0021】

【発明が解決しようとする課題】本発明は、上述した問題を解決するためになされたもので、フェージング変動の速さに関係する最大ドップラー周波数を、無線通信装置単独で簡単な構成で高精度に推定できる最大ドップラー周波数推定装置を提供することを目的とするものである。および、この最大ドップラー周波数推定装置を用いて、フェージング変動を考慮して受信品質を向上させる適応変調無線通信装置を提供することを目的とするものである。

【0022】

【課題を解決するための手段】本発明は、請求項1に記載の発明においては、最大ドップラー周波数推定装置において、パイロットシンボルが周期的に挿入されて変調されてなる受信信号を直交復調して得られた複素ベースバンド信号を入力し、所定の第1のパイロットシンボルと、該第1のパイロットシンボルから所定のパイロットシンボル数だけ離れた第2のパイロットシンボルとに関し、前記複素ベースバンド信号の位相平面上において、第1のパイロットシンボルを含む複数の近接した前記パイロットシンボルの受信信号点を平均化して第1の平均化受信信号点を出力するとともに、第2のパイロットシンボルを含む複数の近接した前記パイロットシンボルの受信信号点を平均化して第2の平均化受信信号点を出力する平均化受信信号点出力手段と、第1のパイロットシンボルおよびまたは第2のパイロットシンボルの受信強度に応じて、第1の平均化受信信号点から第2の平均化

された受信信号点101のベクトルとその成分をa( $x_1, y_1$ )とし、平均化された受信信号点102のベクトルおよびその成分をb( $x_2, y_2$ )とすると、次式で表される。

受信信号点までの移動距離を正規化して正規化移動距離を出力する正規化移動距離出力手段と、前記正規化移動距離を、第1、第2のパイロットシンボルを逐次更新して時間平均をとることにより、正規化移動距離平均を出力する正規化移動距離平均出力手段、を有し、前記正規化移動距離平均に応じて最大ドップラー周波数を推定するものである。したがって、最大ドップラー周波数を、パイロット信号の移動距離を求めるという簡単な方法で検出できる。また、移動距離を正規化するため、送信装置から受信装置までの距離差による長期的な受信強度の減衰の影響が小さくなるので、距離差にかかわらず最大ドップラー周波数を推定することができる。なお、正規化移動距離平均は、送信機側と受信機側との間の周波数オフセットfoffによっても変化する。この周波数オフセットfoffが無視できない場合には、これを予め記憶しておく。正規化移動距離平均から得られた最大ドップラー周波数fdの推定値から、周波数オフセットfoffを引き算することによって、周波数オフセット補正された最大ドップラー周波数fdを推定できる。

【0023】請求項2に記載の発明においては、請求項1に記載の最大ドップラー周波数推定装置において、前記正規化移動距離平均出力手段は、第1、第2のパイロットシンボルを1パイロットシンボルずつ逐次更新して時間平均をとるものである。したがって、全てのパイロットシンボルの受信信号点の位置をサンプルとして用いることができるとともに、1パイロットシンボルずつ逐次計算期間をずらしているため、雑音等の影響が少ない平均化された正規化移動平均を得ることができる。

【0024】請求項3に記載の発明においては、最大ドップラー周波数推定装置において、シンボルが周期的に挿入されて変調されてなる受信信号を直交復調して得られた複素ベースバンド信号を入力し、所定の第1のパイロットシンボルと、該第1のパイロットシンボルから所定のパイロットシンボル数だけ離れた第2のパイロットシンボルとに関し、前記複素ベースバンド信号の位相平面上において、第1のパイロットシンボルを含む複数の近接した前記パイロットシンボルの受信信号点を平均化して第1の平均化受信信号点を出力するとともに、第2のパイロットシンボルを含む複数の近接した前記パイロットシンボルの受信信号点を平均化して第2の平均化受信信号点を出力する平均化受信信号点出力手段と、第1の平均化受信信号点から第2の平均化受信信号点までの移動距離を、第1、第2のパイロットシンボルを逐次更



新して時間平均をとることにより、移動距離平均を出力する移動距離平均出力手段と、前記パイロット信号の受信強度の時間平均をとることにより、受信強度平均を出力する受信強度平均出力手段と、前記移動距離平均を前記受信強度平均で割り算することにより、正規化移動距離平均を出力する正規化移動距離平均出力手段、を有し、前記正規化移動距離平均に応じて最大ドップラー周波数を推定するものである。したがって、最大ドップラー周波数を、パイロット信号の移動距離を求めるという簡単な方法で検出できる。また、移動距離を正規化するため、送信装置から受信装置までの距離差による長期的な受信強度の減衰の影響が小さくなるので、距離差にかかわらず最大ドップラー周波数を推定することができる。正規化は、移動距離を時間平均した後に行うため、フェージング変動で一時的に受信信号強度が落ち込んで雑音等の影響が大きい期間が存在しても、この間の一時的な移動距離そのものを正規化しないので、移動距離が平均化された後に与える影響が大きくなる。したがって、最大ドップラー周波数の推定精度が向上する。

【0025】請求項4に記載の発明においては、請求項3に記載の最大ドップラー周波数推定装置において、前記移動距離平均出力手段は、前記第1、第2のパイロットシンボルを1パイロットシンボルずつ逐次更新して時間平均をとるものである。したがって、全てのパイロットシンボルの受信信号点の位置をサンプルとして用いることができるとともに、1パイロットシンボルずつ逐次計算期間をずらしているので、雑音等の影響が少ない平均化された正規化移動平均を得ることができる。

【0026】請求項5に記載の発明においては、伝搬路特性の推定値に応じて変調多値数を制御して送信データを適応変調する適応変調無線通信装置であって、請求項1から4までのいずれか1項に記載の最大ドップラー周波数推定装置と、前記最大ドップラー周波数推定装置の出力に応じて、前記最大ドップラー周波数の推定値が高いときに前記変調多値数の小さいものを選択するように制御する変調多値数制御手段を有するものである。したがって、最大ドップラー周波数の推定値により、フェージング変動が速いために伝送品質が低下する環境で伝送品質の劣化を防止することができる。なお、周波数オフセット $f_{off}$ を無視できない場合に、最大ドップラー周波数推定装置側で周波数オフセット補正をしていない場合には、周波数オフセット補正された最大ドップラー周波数 $f_d$ で制御されるようにすればよい。

【0027】請求項6に記載の発明においては、請求項5に記載の適応変調無線通信装置において、ドップラー周波数推定装置の出力に応じて、前記最大ドップラー周波数の推定値が高いクラスと小さいクラスとを設定するクラス設定手段を有し、前記変調多値数制御手段は、前記最大ドップラー周波数の推定値が高いクラスが設定されたときには最も小さい変調多値数を選択し、前記最大

ドップラー周波数の推定値が小さいクラスが設定されたときには適応変調を行うものである。したがって、フェージング変動により伝送品質が低下する環境で伝送品質の劣化を簡単な構成で容易に防止することができる。

【0028】請求項7に記載の発明においては、請求項5に記載の適応変調無線通信装置において、前記最大ドップラー周波数推定装置の出力に応じて、前記最大ドップラー周波数の推定値が高いクラスと小さいクラスと中間のクラスとを設定するクラス設定手段を有し、前記変調多値数制御手段は、前記最大ドップラー周波数の推定値が高いクラスが設定されたときには最も小さい変調多値数を選択し、前記最大ドップラー周波数の推定値が小さいクラスが設定されたときには第1の適応変調を行い、前記中間のクラスが設定されたときには前記第1の適応変調よりも伝送品質の高い第2の適応変調を行うものである。したがって、フェージング変動により伝送品質が低下する環境で伝送品質の劣化を簡単な構成で容易に防止できるとともに、正規化移動距離平均の大きさに応じて、徐々に変調多値数を制御するので、変調多値数をフェージング変動にきめ細かく適応化させることができる。

【0029】請求項8に記載の発明においては、伝搬路特性の推定値に応じて変調多値数を制御して送信データを適応変調する適応変調無線通信装置であって、請求項1から4までのいずれか1項に記載の最大ドップラー周波数推定装置と、受信時の過去複数分の遅延プロファイルを外挿することにより送信時の遅延プロファイルを推定するとともに、前記最大ドップラー周波数推定装置の出力に応じて、前記最大ドップラー周波数の推定値が高いときには、外挿に代えて前記受信時の過去複数分の遅延プロファイルを相加平均することにより、前記送信時の遅延プロファイルを推定し、推定された前記送信時の遅延プロファイルにより前記送信時の前記伝搬路特性を推定する伝搬路特性推定手段と、前記送信時の伝搬路特性の推定値に応じて変調多値数を選択する変調多値数制御手段を有するものである。したがって、フェージング変動によって外挿による推定精度が劣化するときにも、送信時の遅延プロファイルを良好に推定することができるので、フェージング変動により伝送品質が低下する環境で伝送品質の劣化を簡単な構成で容易に防止することができる。

【0030】請求項9に記載の発明においては、伝搬路特性の推定値に応じて変調多値数を制御して送信データを適応変調する適応変調無線通信装置であって、請求項1から4までのいずれか1項に記載の最大ドップラー周波数推定装置と、受信時の過去複数分の遅延プロファイルを外挿することにより送信時の遅延プロファイルを推定するとともに、前記最大ドップラー周波数推定装置の出力に応じて、前記最大ドップラー周波数の推定値が高いときには、外挿次数を小さくして前記送信時の遅延プ

ロファイルを推定することにより、前記送信時の遅延プロファイルを推定し、推定された前記送信時の遅延プロファイルにより送信時の前記伝搬路特性を推定する伝搬路特性推定手段と、前記送信時の伝搬路特性の推定値に応じて変調多値数を選択する変調多値数制御手段を有するものである。したがって、フェージング変動によって外挿による推定精度が劣化するときにも、外挿の次数を小さくすることによって、良好に推定することができるので、フェージング変動により伝送品質が低下する環境で伝送品質の劣化を簡単な構成で容易に防止することができる。

【0031】請求項10に記載の発明においては、請求項5から9までのいずれか1項に記載の適応変調無線通信装置において、前記伝搬路特性の推定値は、搬送波電力対雑音電力密度比の推定値および遅延スプレッドの推定値である。したがって、伝搬路特性をよく反映させることができる。

【0032】

【発明の実施の形態】図1は、最大ドップラー周波数推定装置の実施の一形態を説明するためのブロック構成図である。送信機側では、図15(a)を参照して説明した従来の構成と同様であり、データ区間にパイロットシンボルPを挿入する。図1(a)は受信機側のブロック構成図である。図15(b)を参照して説明した従来構成に、fd推定部20が付加されており、その内部構成を図1(b)に示す。fd推定部20は、ハードウェア論理回路、DSP(Digital Signal Processor)、あるいは、汎用MPU(Micro Processing Unit)を用いて実現できる。周波数オフセットfoffは、AFC14において粗調整されるが、LPF17出力においてもまだ含まれているとともに、一般にこれよりも周波数が小さい最大ドップラー周波数fdも含まれている。図1(b)において、23はパイロットシンボルのデータ抽出部、24は正規化移動距離算出部、25はスライディング平均出力部、26はfd推定値出力部である。

【0033】図2は、図1に示した実施の形態における、パイロットシンボルの抽出方法およびスライディング平均の説明図である。図16に示したのと同様のフレーム構成図を用いている。図3は、図1に示した実施の形態における、正規化移動距離によるドップラー周波数

$$\text{正規化移動距離} = \{ (x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2 \} / (x_1^2 + y_1^2) \quad (4)$$

【0037】「正規化移動距離」を、図示の例に代えて、移動角 $\theta$ の値を保存したまま、第2のパイロットシンボルの受信信号点32の振幅を1に正規化したときの

$$\text{正規化移動距離} = \{ (x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2 \} / (x_2^2 + y_2^2) \quad (5)$$

あるいは、第1、第2のパイロットシンボルの受信信号点31、32の振幅を考慮して、次式のように定義して

$$\text{正規化移動距離} = \{ (x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2 \} / \{ (x_1^2 + y_1^2) (x_2^2 + y_2^2) \}^{1/2} \quad (6)$$

上述した式は、いずれも、距離の2乗の比を用いている

推定の原理を説明するためのIQ位相平面図である。

【0034】図1(b)において、パイロットシンボルのデータ抽出部23は、直交復調されLPF17を通したシンボルデータを入力し、1フレーム中のダウンリンクの複数の各スロットの最初の位置に挿入された、言い換えれば、データシンボル長の整数倍の間隔(スロット)で挿入されたパイロットシンボルPをkpパイロットシンボル間隔で抽出する。図2では、kp=3とした具体例を示している。TDMA/FDD方式においては、移動局は基地局から送られてくるダウンリンク期間の全てのパイロットシンボル $P_1 \sim P_{12}$ を受信することが可能であり、これらを用いて最大ドップラー周波数fdの推定を行う。

【0035】正規化移動距離算出部24は、抽出された2つのパイロットシンボルPの位相平面上の「移動距離」であって、原点0からの距離(受信信号強度)に応じて正規化された値である、「正規化移動距離」を出力する。すなわち、図3において、第1のパイロットシンボルの受信信号点31から所定シンボル間隔だけ離れた第2のパイロットシンボルの受信信号点32までの距離を「移動距離」と定義する。この移動距離が大きいほど、最大ドップラー周波数fdが大きいと推定される。しかし、送信装置から受信装置までの距離差による受信強度の減衰によって、パイロットシンボルの受信信号強度が小さくなると、「移動距離」も小さくなって、最大ドップラー周波数fdが過小評価される。そのため、パイロットシンボルの受信信号強度に応じて正規化する。正規化することにより、受信電力レベルを気にすることなく、最大ドップラー周波数fdの推定が可能である。

【0036】原点0と第1のパイロットシンボルの受信信号点31とを結ぶ直線と単位円33との交点を34とする。交点34から「移動距離」の直線と平行な線を引き、原点0と第2のパイロットシンボルの受信信号点32とを結ぶ直線との交点を35とする。図示の例で「正規化移動距離」とは、上述した交点34と交点35間の距離であるとする。すなわち、位相変化角 $\theta$ の値を保存したまま、第1のパイロットシンボルの受信信号点31の原点からの距離(受信信号強度)を1に正規化したときの「移動距離」である。数式で表現すると、次式の通りである。

「移動距離」であるとして、次式のように定義してもよい。

もよい。

ので、平方根をとらなければ厳密には正規化距離といえ

ない。しかし、本発明でいう距離とは、距離そのものも、距離を2乗したのも同様に距離として取り扱う。

【0038】上述した説明では、実在の第1のパイロットシンボルの受信信号点31から所定シンボル間隔だけ離れた実在の第2のパイロットシンボルの受信信号点32までの移動距離を求めている。これでもよいが、雑音などの影響を除去するため、受信信号点について近接パイロットシンボルの平均化処理を行った上で、平均化された2個のパイロットシンボル( $k_p$ パイロットシンボル間隔)間の「正規化移動距離」を計算してもよい。すなわち、第1のパイロットシンボルに関し、この第1のパイロットシンボルを含む複数の近接したパイロットシンボルの受信信号点を平均化し、平均化された第1の受信信号点を求める。同様に、第2のパイロットシンボルに関しても、同様にして、平均化された第2の受信信号点を求める。なお、「近接パイロットシンボル」の決め方は任意でよい。これら平均化された第1、第2のパイロットシンボルの受信信号点を図3に示した31、32の受信信号点に割り当てて、「移動距離」および「正規化移動距離」を求める。

【0039】正規化移動距離算出部24は、上述した平均化された受信信号点間の「正規化移動距離」の計算を、第1、第2のパイロットシンボルを、ともに1パイロットシンボルずつ、時間進行方向にずらして(スライディングさせて)繰り返して行う。図2を参照して一例を説明する。この図においては、パイロットシンボルPに番号を付している。 $k_p=3$ とし、受信信号点の平均化を $a_v=5$ 個の近接パイロットシンボルについて行うとする。最初はパイロットシンボル $P_1$ 、 $P_4$ (あるいは、 $P_3$ 、 $P_7$ と考えてもよい)について「正規化移動距離」を計算するのであるが、平均化を行うため、 $P_1 \sim P_5$ を近接パイロットシンボルとして、受信信号点の平均化を行い、受信信号点aを求める。同様に、 $P_4 \sim P_8$ を近接パイロットシンボルとして、受信信号点の平均化を行い、受信信号点bを求める。この受信信号点a、bについて「正規化移動距離」を求める。次に、1パイロットシンボルずつスライドさせて、 $P_2 \sim P_6$ を近接パイロットシンボルとして受信信号点aを求め、 $P_5 \sim P_9$ を近接パイロットシンボルとして受信信号点bを求め、この受信信号点a、bについて「正規化移動距離」を求める。ダウンリンクの最後のパイロットシンボル $P_{12}$ に至ったときには、スライド計算を停止させるか、あるいは、平均化数 $a_v$ の数を減らしてしばらくスライド計算を続けてもよい。

【0040】 $k_p$ の値は、隣接するフレームにまたがった値にすることもできる。 $k_p=24$ とすれば、1フレーム長の間隔で移動距離を求めることになる。 $k_p=24$ 、 $a_v=5$ としたときは、第1のフレームについて、 $P_1 \sim P_5$ を近接パイロットシンボルとして受信信号点の平均化を行い、受信信号点aを求める。同様に、第2のフレームについて、 $P_1 \sim P_5$ を近接パイロットシンボルとして、受信信号

点の平均化を行い、受信信号点bを求める。この受信信号点a、bについて正規化移動距離を求める。次に、1パイロットシンボルずつスライドさせて、第1のフレームの $P_2 \sim P_6$ を近接パイロットシンボルとして受信信号点aを求め、第2のフレームの $P_2 \sim P_6$ を近接パイロットシンボルとして受信信号点bを求め、この受信信号点a、bについて「正規化移動距離」を求める。

【0041】スライディング平均出力部25は、このようにして得られた「正規化移動距離」の累積平均値をある程度長い観測区間にわたって計算して出力することにより、雑音の影響を少なくする。fd推定値出力部26は、スライディング平均出力部25で累積平均化された「正規化移動距離」を用い、「正規化移動距離」と最大ドップラー周波数fdとの予め設定された関係に基づいて、最大ドップラー周波数fdの推定値を算出する。予め設定されたパイロットシンボルの時間間隔 $T_{\text{pilot}}$ によって関係が変化する。「正規化移動距離」と最大ドップラー周波数fdとの予め設定された関係をテーブル形式で予め記憶しておき、累積平均化された「正規化移動距離」を用いて、テーブルを参照して、該当する最大ドップラー周波数fdを出力する。なお、最大ドップラー周波数fdを利用する装置側で、「正規化移動距離」と最大ドップラー周波数fdとの関係がわかっている場合は、最大ドップラー周波数fdそのものに代えて、「正規化移動距離」あるいはこれに対応した値を出力するようにしてもよい。

【0042】この「正規化移動距離」によるドップラー周波数推定の方法は、フェージングによって変動したパイロットシンボルが、IQ位相平面上を、 $k_p \times$  (パイロットシンボルの時間間隔 $T_{\text{pilot}}$ ) 当りに移動する距離に基づいて最大ドップラー周波数fdを推定している。算出された正規化移動距離は、時間軸方向へスライディング平均することで、ある範囲に収束する。この収束範囲が最大ドップラー周波数fdの大きさによって異なるため、最大ドップラー周波数fdの推定が可能となる。使用する第1、第2のパイロットシンボルの時間間隔、すなわち、 $k_p \times T_{\text{pilot}}$ は、推定する最大ドップラー周波数fdの大きさによって適切な値に設定する必要がある。通常、 $T_{\text{pilot}}$ はフレームフォーマットで決まってしまうので、 $k_p$ に適切な値を設定する。

【0043】上述した説明では、移動距離の計算において、まず、移動距離を正規化してから時間平均を求めている。これに代えて、単純に移動距離を計算し、正規化処理をせずに移動距離の時間平均を求め、最後に、全観測区間内のパイロットシンボルの受信強度(2乗化した移動距離の場合は、受信強度を2乗化した受信電力を用いる)の平均値で割って、正規化移動距離を求めてもよい。パイロットシンボルの受信強度平均は、送信装置と受信装置(基地局から移動端末)の距離が離れるのに応じた減衰の影響が反映されており、このような正規化に

よって長区間にわたる減衰の影響を少なくすることができるとともに、フェージング変動による受信強度の一時的な落ち込みそのものに正規化を行わないので、このときの雑音の影響を回避できる。その結果、最大ドップラー周波数の推定精度が向上する。

【0044】図4、図5は、図2に示したTDMA/TDD 2多重方式のフレーム構成において、ダウンリンクのパイロットシンボルを用いて最大ドップラー周波数 $f_d$ を推定する場合のシミュレーション結果を示す第1、第2のグラフである。横軸は累積平均計算の反復数をフレーム数で表したもの、縦軸は「正規化移動距離平均」である。図4では、正規化移動距離平均を求めるパイロットシンボル間隔 $k_p=3$ とし、図5では、 $k_p=24$ としている。正規化移動距離は、図3および式(4)に示した定義のものを用いている。他のシミュレーション条件を説明する。変調方式は16QAM、伝搬路として周波数選択性フェージングに白色雑音(AWGN)を加えた。 $E_b/N_0=10\text{dB}$ 、遅延スプレッド $\sigma=T_s/3$  ( $T_s$ は1シンボルのタイムスロット長)という劣悪な伝搬路環境下である。近接パイロットシンボルの平均化処理は $\Delta v=5$ シンボルである。パイロットシンボルはデータシンボル15個置きに1シンボル挿入されている。 $T_s$ は $62.5\mu\text{sec}$ 、パイロットシンボル間隔 $T_{pilot}$ は $1\text{msec}$ である。周波数オフセットは、 $f_{off}=0$ としており、最大ドップラー周波数 $f_d$ を評価するシミュレーションを行っている。

【0045】図4においては、パイロットシンボル間隔 $k_p=3$ としているので、比較的高速の最大ドップラー周波数 $f_d$ の推定に適している。 $f_d=80\text{Hz}$ 、 $40\text{Hz}$ 、 $20\text{Hz}$ までは、「正規化移動距離平均」によって、 $f_d$ を推定できる。しかし、 $f_d=10$ 、 $4$ 、 $1\text{Hz}$ は繰り返し数が40フレームになっても判別できない。各 $f_d$ について、複数本の折れ線があるのは、シミュレーションに用いる乱数seedをいくつか変えたものを図示しているからである。この乱数seedによって収束する値がばらつく。したがって、「正規化移動距離平均」から最大ドップラー周波数 $f_d$ を参照するテーブルを作成する際に、例えば、測定された「正規化移動距離平均」の値に対して、複数の閾値を設定して比較することにより、この閾値間の中央値に相当する「正規化移動距離平均」の値に収束する最大ドップラー周波数 $f_d$ の値を、図4から求め、入力された「正規化移動距離平均」に対応した最大ドップラー周波数 $f_d$ の推定出力とする。

【0046】一方、図5においては、パイロットシンボル間隔 $k_p=24$ としているので、比較的低速なドップラー周波数を推定するのに適している。 $f_d=1\text{Hz}$ 、 $4\text{Hz}$ 、 $10\text{Hz}$ までは、「正規化移動距離」によって、 $f_d$ を推定できる。しかし、 $f_d=20\text{Hz}$ 、 $40\text{Hz}$ は繰り返し数が40フレームになっても判別できない。したがって、比較的高速の最大ドップラー周波数 $f_d$ を推定する場合には、 $k_p$ の値として比較的小さい値、例えば、 $k_p=3$ を用いて正規化移動距

離を計算すればよい。一方、比較的低速の最大ドップラー周波数 $f_d$ を推定する場合には、 $k_p$ の値として比較的大きな値、例えば、 $k_p=24$  (図2において1フレーム間隔に相当する)を用いて正規化移動距離を計算すればよい。推定する最大ドップラー周波数 $f_d$ の範囲を $1\sim 20\text{Hz}$ としたときには、 $k_p=24$ のみを使用すればよい。

【0047】一方、最大ドップラー周波数 $f_d$ の予測がつかない場合には、 $k_p$ の値を異ならせて、複数の計算を同時実行し、精度の良い方の最大ドップラー周波数 $f_d$ を採用すればよい。すなわち、最大ドップラー周波数の推定は、 $f_d$ が小さい場合と、 $f_d$ が大きい場合のそれぞれに対して、並列に計算させることでドップラー周波数が大きい場合 (例えば、 $20\sim 80\text{Hz}$ 程度) と小さい場合 (例えば、 $1\sim 20\text{Hz}$ 程度) の両方に対応できるようにする。

【0048】図4、図5は周波数オフセット $f_{off}=0$ としたものであった。しかし、正規化移動距離平均は、 $f_d+f_{off}$ に応じた値を出力することになる。したがって、図4、図5の結果から得られた最大ドップラー周波数 $f_d$ の値から、予め求めておいた周波数オフセット推定値を引き算したものを、最大ドップラー周波数 $f_d$ の推定値とすればよい。例えば、予め機器の周波数オフセット $f_{off}$ を管理して記憶しておくか、移動局が静止状態であることが明らかとなるときに、最大ドップラー周波数推定装置で推定した値 (周波数) を、周波数オフセット $f_{off}$ の推定値として記憶しておけばよい。移動中には、最大ドップラー周波数推定装置から出力される最大ドップラー周波数 $f_d$ の推定値から周波数オフセット $f_{off}$ の推定値を引いた値を $f_d$ 推定補正值とする。以上の対応を行うことにより、周波数オフセット $f_{off}$ が無視できない場合にも、最大ドップラー周波数推定装置を実現することができる。

【0049】図6は、適応変調無線通信装置の実施の一形態を示すブロック構成図である。図中、図18と同様な部分には同じ符号を付して説明を省略する。この実施の形態は、適応変調通信装置において、フェージング変動を考慮して伝送品質を改善するものである。最大ドップラー周波数 $f_d$ を複数のクラスに分類し、 $f_d$ が分類された各クラスに応じて、変調多値数を制御したり、受信時の遅延プロファイルに基づいて行う送信時の遅延プロファイルの推定方法を変更したりする。

【0050】第1、第2の具体例では、変調多値数制御部53は、瞬時C/Noおよび遅延スプレッド推定部57から、遅延スプレッドおよびC/Noを入力し、 $f_d$ 推定部58から最大ドップラー周波数 $f_d$ を入力して、伝送ビットレートの変化する変調方式の中から1つの変調方式を選択して、変調器51に指定する。 $f_d$ 推定部58は、図1に示した詳細なブロック構成図における $f_d$ 推定部20に相当し、この出力に応じて変調多値数制御部53の制御態様を切り替える。変調多値数制御部53、63は、ハードウェア論理回路、DSP (Digital Signal Processor)、あるいは、汎用MPU (Micro Processing Unit) を用いて実

現できる。

【0051】図7は、適応変調無線通信装置の第1の具体例を説明するための、図6に示した変調多値数制御部53、63の具体例の説明図である。図7(a)はそのブロック構成図であって、図中、71は変調多値数選択部、72は比較部である。図7(b)、図7(c)は、第1、第2の変調パラメータ選択チャート73、74である。横軸は、規格化された遅延スプレッド( $\sigma/T_s$ )の値であり、縦軸は瞬時C/Noの値である。両者の値で決まる交点が属している領域の変調方式が送信に使用される。規格化された遅延スプレッドが小さくC/Noが大きいときには64QAM変調方式を採用し、規格化された遅延スプレッドが大きいまたはC/Noが小さいときにはQAM変調方式を採用し、両者の中間領域では、16QAMを採用している。

【0052】fd推定部58(図1のfd推定部20)によって推定された、最大ドップラー周波数fdの推定値は、比較部72に入力されて、クラス分けを行って、最大ドップラー周波数fdの値に応じて変調多値数を制御する。予め設定された所定の閾値 $Th_0$ 以下のときには、第1の変調パラメータ選択チャート73に従って、適応変調方式を採用する。最大ドップラー周波数fdの推定値が所定の閾値 $Th_0$ よりも大きいときには、第2の変調パラメータ選択チャート74に従って、すなわち、変調多値数が最も小さいQPSK変調方式を固定的に用いて送信する。その結果、フェージング変動が速い場合に、変調多値数の最も小さい変調方式を採用して、変調多値数の推定誤差による選択エラーによるBER品質の劣化を抑えることができる。

【0053】なお、必ずしも最大ドップラー周波数fdの値(Hz)そのものを入力する必要はなく、最大ドップラー周波数fdの(Hz)に応じた値であればよい。比較部72において最大ドップラー周波数fdとの関係が識別できるものであれば、正規化移動距離平均を実質的に最大ドップラー周波数fdであるとして入力してもよい。また、変調多値数選択部71は、必ずしも、第1、第2の変調パラメータ選択チャート73、74を持つ必要はない。同じ結果を出すものであれば、計算式あるいは論理式などを用いてもよい。入力された最大ドップラー周波数fdの値が、周波数オフセットfoff補正していないものであれば、変調多値数制御部53側で補正することもできる。最大ドップラー周波数fdの値そのものを入力している場合は、これから周波数オフセットfoffの推定値を引き算すればよい。しかし、正規化移動距離平均などを入力している場合には、一旦最大ドップラー周波数fdに変換し、これから周波数オフセットfoffの推定値を引き算し、再び、正規化移動距離平均に逆変換する。あるいは、上述した閾値 $Th_0$ の方を周波数オフセットfoffの推定値に応じて補正してもよい。以上の対応を行うことにより、周波数オフセットfoffが無視できない場合にも、

最大ドップラー周波数fd推定付きの適応変調無線通信装置を実現することができる。なお、適応変調制御を周波数オフセットoffに応じて行うことも可能であるが、本発明の実施の形態では、適応変調に対する最大ドップラー周波数fdの影響を分析して適応変調を制御しようとするものである。

【0054】基地局42側についても同様である。変調多値数制御部63は、移動端末41側の変調多値数制御部53と同様であるので説明を省略する。fd推定部68も、fd推定部68(fd推定部20)と同様にできる。しかし、個別の移動端末41から受信されるアップリンクのスロットは1フレーム中に1スロットであるので、パイロットシンボルPの数が少なくなる。したがって、移動端末41側で行ったfd推定値について、移動端末41側からアップリンクを用いて通知を受け、これを図6の基地局42側の変調多値数制御部63内の比較部72(図7)に入力してもよい。すなわち、fd推定部68は必ずしも、変調多値数制御部63側に設ける必要はない。あるいは、移動端末41側で受信したパイロットシンボルPの受信信号点データなどについて、移動端末41側から通知を受け、基地局42側でfd推定値を出力してもよい。すなわち、fd推定部68が、移動端末41と基地局42側にまたがって存在してもよい。なお、正規化移動距離平均のデータあるいはfd推定値の通知方式は、FDDの場合の、移動端末および基地局のいずれにおいても適用できる。

【0055】図8は、適応変調無線通信装置の第2の具体例を説明するための、図6に示した変調多値数制御部53、63の具体例の説明図である。図8(a)はブロック構成図であって、図中、81は変調多値数選択部、82は比較部である。図8(b)、図8(c)、図8(d)は、第1、第3、第2の変調パラメータ選択チャート73、83、74である。fd推定部58(図1のfd推定部20)によって推定された、最大ドップラー周波数fdの推定値は、比較部82に入力されて3つのクラスに分類される。予め設定された所定の閾値 $Th_1$ 以下のときには、第1の変調パラメータ選択チャート83に従って適応変調方式を採用する。

【0056】最大ドップラー周波数fdの推定値が、所定の閾値 $Th_1$ を超え所定の閾値 $Th_2$ 以下のときには、第3の変調パラメータ選択チャート83に従った適応変調方式を採用する。この第3の変調パラメータ選択チャート83は、第1の変調パラメータ選択チャート73に比べて、伝送品質を高くしたものであって、変調多値数を1段階(ランク)下げている。すなわち、第1の変調パラメータ選択チャート73における64QAMの領域、16QAMの領域が、それぞれ、16QAM、QPSKの領域に変更されている。ただし、第1の変調パラメータ選択チャート73における最下位のQPSK領域は、これ以上の変調多値数を設けていないのでそのままである。あるいは、QPSKよりも

さらに変調多値数の小さなBPSKの領域を設けてもよい。最大ドップラー周波数 $f_d$ の推定値が、所定の閾値 $Th_2$ を超えるときには、変調多値数が最も小さいQPSK変調方式を用いて送信する。変調多値数選択部81は、必ずしも、第1、第2、第3の変調パラメータ選択チャート73、74、83を持つ必要はない。同じ結果を出すものであれば、計算式あるいは論理式などを用いてもよい。基地局42側については、図7に示した第1の具体例と同様であるので説明を省略する。

【0057】次に、第3、第4の具体例について説明する。 $f_d$ 推定部58、68は、変調多値数制御部53、63を制御するのに代えて、図6に破線で示したように、瞬時C/Noおよび遅延スプレッド推定部57、67を制御する。これらは、ハードウェア論理回路、DSP (Digital Signal Processor)、あるいは、汎用MPU (Micro Processing Unit) を用いて実現できる。図9は、適応変調無線通信装置の第3、第4の具体例を説明するための、図

$$\hat{h}_i(k) = \frac{h'_i(k) + h'_i(k-1) + h'_i(k-2)}{3} \quad (7)$$

第4の具体例として、最大ドップラー周波数 $f_d$ の推定値が所定の閾値 $Th_3$ を超えれば、既に説明した式(2)において、外挿次数を小さくする。例えば、通常は2次の外挿であったものを、0次の外挿にする。上述した第3、第4の具体例は、フェージング変動が大きい場合に、受信スロットにおけるチャネル推定用ワード(CE)受信タイミングから送信スロットの送信データ送信タイミングまでの時間遅れのために、推定精度が外挿によって劣化することに着目したものである。

【0059】図10は、正規化移動距離平均によるドップラー周波数推定付の適応変調BER特性を示す第1のグラフである。横軸はC/No、縦軸はビット誤り率 (Bit Error Rate) である。図11は、正規化移動距離平均によるドップラー周波数推定付の適応変調BER特性を示す第2のグラフである。横軸は最大ドップラー周波数 $f_d$ 、縦軸はビット誤り率 (Bit Error Rate) である。図12は、正規化移動距離平均によるドップラー周波数推定付の適応変調平均ビットレート特性を示すグラフである。横軸は最大ドップラー周波数 $f_d$ 、縦軸は平均ビットレート (Average Bit Rate) である。これらのグラフは、正規化移動距離平均によって最大ドップラー周波数 $f_d$ 推定を行うことにより、フェージング変動を考慮した適応変調を行う無線通信装置の第1、第2の具体例に対応するシミュレーション結果を示す。

【0060】図7に示した、 $f_d$ 推定値に対し1つの閾値を用いて適応変調とQPSKとを切り替えるモード (mode 2) と、図8に示した、2つの閾値を用いて適応変調→中間モード (変調多値数を1段階下げる) →QPSKのように切り替えるモード (mode 3) と、 $f_d$ 推定をしないためクラス分けを行わない従来の適応変調、という3種類の

6に示した瞬時C/Noおよび遅延スプレッド推定部57、67のブロック構成図である。従来技術の説明において、図19を参照して説明した瞬時C/Noおよび遅延スプレッド推定部57を変形したものであって、図19と同様な部分については説明を省略する。

【0058】第3の具体例では、フェージング変動を考慮して、外挿の方法を $f_d$ 推定部58の出力で制御する。すなわち、最大ドップラー周波数 $f_d$ の推定値を比較部96に入力してクラス分けを行う。最大ドップラー周波数 $f_d$ の推定値が所定の閾値 $Th_3$ 以下であれば、受信スロットにおける遅延プロファイルの推定値を用い、既に説明した式(2)に従って、2次の外挿を行う。所定の閾値 $Th_3$ を超えれば、外挿に代えて、過去の各受信スロットにおける遅延プロファイルの推定値の相加平均を用いて送信スロットの遅延プロファイルを推定する。この相加平均は、次式の通りである。

【数3】

シミュレーションを行った。シミュレーション条件は、次の通りである。図2に示したTDMA/TDD 2多重方式のフレーム構成をとった。変調方式は64QAM, 16QAM, QPSKの中から選択する。フェージング歪補償はパイロット挿入法 (PSAM) を用いた。伝搬路としては、フラットレイリーフェージング (遅延スプレッド $\sigma=0$ ) に白色雑音 (AWGN) を加えた環境とした。外挿は1次外挿を行った。正規化移動平均距離を求める際の近接パイロットシンボルの平均化処理は $av=5$ シンボルとし、移動距離は $k_p=24$  (1フレーム間隔) としている。正規化移動平均距離は、図3に示した定義のものを用いている。周波数オフセットは $f_{off}=0$ としている。最大ドップラー周波数 $f_d$ に対応した正規化移動距離に対する閾値は、mode2では、0.3とし、mode3方式では、0.1、0.3とした。最大ドップラー周波数換算では、閾値0.3は約9Hz、閾値0.1は約5Hzである。1つの $f_d$ 推定値を求めるのに使用するパイロットシンボルの数は984パイロットとした。伝送シンボルレート $R_s=16$ ksps (kilosymbol per second) においては、パイロット間隔が1 msecであるので、984パイロットの測定時間は約1秒となる。

【0061】図10において、C/Noが大きくなるほどBERが減少する特性が示されているが、最大ドップラー周波数 $f_d=1$ Hz, 20Hzにおいては、mode2, mode3とも同じBER特性となっている。これに対し、最大ドップラー周波数 $f_d$ が8Hzの場合には、2mode方式では、3mode方式よりもBERが悪くなっている。3mode方式で8Hzは中間モードの領域にあり、mode3方式では、適応変調からQPSKに切り替える場合に、突然切り替えるのではなく、先に中間的な領域を設けて徐々に変調多値数を下げることにより品質を確保しているためである。なお、従来の適応変調

の場合は、最大ドップラー周波数 $f_d=20\text{Hz}$ において、BERがmode2, mode3よりかなり悪い。最大ドップラー周波数 $f_d=8\text{Hz}$ においてもBERがmode2よりも悪くなる。最大ドップラー周波数 $f_d=1\text{Hz}$ においては、BERにほとんど差が生じない。

【0062】図11において、 $f_d$ 推定を行わずクラス分けのない従来の適応変調 (without  $f_d$  est.) であれば、BERは、最大ドップラー周波数 $f_d$ が高くなるにつれて急激に劣化していく特性となる。これに対し、最大ドップラー周波数 $f_d$ 推定機能を追加して、mode2あるいはmode3とすることで、最大ドップラー周波数 $f_d$ が高くなったときにも、QPSK変調方式を選択することによりBER品質を一定に保つことができる。なお、mode2のドップラー周波数推定は、特にC/Noが高い場合に、閾値0.3 ( $f_d$ 換算で約9Hz) 近辺でBERが一時的に劣化しているが、mode3のドップラー周波数推定は、どのC/Noに対してもほぼ一定のBER品質を維持できており、最大ドップラー周波数 $f_d$ の影響を受けにくくなっている。

【0063】図12において、変調方式は、C/Noの大きさによらずドップラー周波数が10Hzを超えた場合には、QPSKに固定される。また、従来の適応変調、mode2, mode3によって、QPSKに固定されるまでの平均ビットレートの推移が異なっている。なお、従来の適応変調の場合、 $f_d$ が大きくなるほど平均ビットレートがわずかに上昇しているのは、QPSK以外の変調方式が一時的に推定される場合があることによる。先の図11において、C/Noが60dBと低い場合には、従来の適応変調、mode2, mode3間にBER品質はあまり差がなかった。しかし、図12に示すように、平均ビットレートには差が見られ、従来の適応変調、mode2に比べて、mode3では伝送効率が悪い。また、図11において、C/Noが70dBの場合は、従来の適応変調では $f_d$ の増加と共にBERが劣化するが、mode2, mode3では改善が見られ、特にmode3ではBERで $10^{-3}$ が確保できている。さらに、C/Noが80dBと高い場合には、mode2またはmode3でなければ、 $f_d$ の10Hz以下で $10^{-3}$ のBER品質を維持できないことがわかる。以上のシミュレーション結果から、最大ドップラー周波数 $f_d$ 推定付適応変調は、最大ドップラー周波数 $f_d$ が低い場合には通常の適応変調を行って効率の良い通信を行い、最大ドップラー周波数 $f_d$ が高い場合には伝送品質を高くする変調多値数を選択することにより、伝送ビットレートの減少を最小限に抑えて、BER品質を確保するように適応的に作用する。したがって、本発明の第1の具体化例は、従来の適応変調の適用範囲を、フェージング変動が大きい環境まで広げることができたといえる。

【0064】図13は、正規化移動距離平均によるドップラー周波数推定付の適応変調BER特性を示すグラフである。横軸はC/No、縦軸はビット誤り率 (Bit Error Rate) である。このグラフは、フェージング変動を考慮した適応変調を行う無線通信装置の第3の具体例に対応す

るシミュレーション結果を示す。シミュレーション条件は、次の通りである。図2に示したTDMA/TDD 2多重方式のフレーム構成をとった。変調方式は64QAM, 16QAM, QPSKの中から選択する。フェージング歪補償はパイロット挿入法 (PSAM) を用いた。伝搬路としては、周波数選択性フェージング (遅延スプレッド  $\sigma/T_s=1/16$ ) に白色雑音 (AWGN) を加えた環境とした。正規化移動平均距離を求める際の近接パイロットシンボルの平均化処理は $\text{av}=5$ シンボルとし、移動距離は $k_p=24$  (1フレーム間隔) としている。正規化移動平均距離は、図3に示した定義のものを用いている。受信時の遅延プロファイルを外挿して送信時の遅延プロファイルを推定する際に、通常の2次の外挿を行う場合と、相加平均を用いた場合を比較している。相加平均では、外挿の重み係数を3点に対して各1/3を使用している。適応変調自体は、両者とも同じである。最大ドップラー周波数 $f_d=1\text{Hz}$ ,  $8\text{Hz}$ の場合、2次の外挿の方がBER品質がよい。しかし、最大ドップラー周波数 $f_d=20\text{Hz}$ の場合は、2次の外挿による結果より、相加平均による結果の方が、BER品質がよいことがわかる。

【0065】図14は、正規化移動距離平均によるドップラー周波数推定付の適応変調BER特性を示す第5のグラフである。横軸はC/No、縦軸はビット誤り率 (Bit Error Rate) である。このグラフは、フェージング変動を考慮した適応変調を行う無線通信装置の第4の具体例に対応するシミュレーション結果を示す。シミュレーション条件は、図13の場合と同様であるので、説明を省略する。受信時の遅延プロファイルを外挿して送信時の遅延プロファイルを推定する際に、異なる外挿次数を用いた場合を比較している。適応変調自体は、両者とも同じである。 $f_d=1\text{Hz}$ および $8\text{Hz}$ においては、外挿次数が2次、1次、0次の順にBER品質く、 $f_d=20\text{Hz}$ では、逆に、外挿次数が0次、1次、2次の順にBERがよい。したがって、最大ドップラー周波数 $f_d$ の推定結果に対し、 $f_d$ の閾値を10Hzとして、 $f_d$ 推定値が10Hz以下では、外挿次数として2次を選択し、10Hz以上では0次を選択することによって、BER品質を向上させることができる。

【0066】上述した最大ドップラー周波数 $f_d$ 推定付適応変調無線通信装置は、正規化移動距離平均を用いて最大ドップラー周波数 $f_d$ 推定するものであったが、他の方法によって最大ドップラー周波数 $f_d$ 推定を行ってもよい。例えば、従来技術で説明したようなゼロクロス点カウントによる方法を用いることができる。従来技術で説明したような正規化内積値による方法を、パイロットシンボルが周期的に挿入されて変調されてなる受信信号に対して適用して、最大ドップラー周波数 $f_d$ 推定を行うことも可能である。具体的には、図3において、近接パイロットシンボルによって平均化された第1, 第2のパイロットシンボルの受信信号点31, 32に対して、正規化内積値を計算してスライディング平均を行えばよい。

周波数オフセット補正に関しては、先に説明した正規化移動距離法と同様にして、正規化内積値によって推定された最大ドップラー周波数から引き算すればよい。

【0067】

【発明の効果】上述した説明から明らかなように、本発明によれば、フェージング変動の速さに関連する最大ドップラー周波数を、車速等を用いることなく、無線通信装置単独で推定できるという効果がある。さらに、最大ドップラー周波数を推定して、フェージング変動に応じて適応変調の変調パラメータを制御することにより、伝送品質の劣化を防止することができるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】最大ドップラー周波数推定装置の実施の一形態を説明するためのブロック構成図である。

【図2】図1に示した実施の形態における、パイロットシンボルの抽出方法およびスライディング平均の説明図である。

【図3】図1に示した実施の形態における、正規化移動距離によるドップラー周波数推定の原理を説明するためのIQ位相平面図である。

【図4】図2に示したTDMA/TDD 2多重方式のフレーム構成において、ダウンリンクのパイロットシンボルを用いて最大ドップラー周波数 $f_d$ を推定する場合のシミュレーション結果を示す第1のグラフである。

【図5】図2に示したTDMA/TDD 2多重方式のフレーム構成において、ダウンリンクのパイロットシンボルを用いて最大ドップラー周波数 $f_d$ を推定する場合のシミュレーション結果を示す第2のグラフである。

【図6】適応変調無線通信装置の実施の一形態を示すブロック構成図である。

【図7】適応変調無線通信装置の第1の具体例を説明するための、図6に示した変調多値数制御部53、63の具体例の説明図である。

【図8】適応変調無線通信装置の第2の具体例を説明するための、図6に示した変調多値数制御部53、63の具体例の説明図である。

【図9】適応変調無線通信装置の第3、第4の具体例を説明するための、図6に示した瞬時C/Noおよび遅延スプレッド推定部57、67のブロック構成図である。

【図10】第1、第2の具体例に対応した、正規化移動

距離平均によるドップラー周波数推定付の適応変調BER特性を示す第1のグラフである。

【図11】第1、第2の具体例に対応した、正規化移動距離平均によるドップラー周波数推定付の適応変調BER特性を示す第2のグラフである。

【図12】第1、第2の具体例に対応した、正規化移動距離平均によるドップラー周波数推定付の平均ビットレート特性を示すグラフである。

【図13】第3の具体例に対応した、正規化移動距離平均によるドップラー周波数 $f_d$ 推定付適応変調BER特性を示すグラフである。

【図14】第4の具体例に対応した、正規化移動距離平均によるドップラー周波数 $f_d$ 推定付の適応変調BER特性を示すグラフである。

【図15】パイロットシンボル挿入法を用いた従来の無線通信装置のブロック構成図である。

【図16】パイロットシンボル挿入法におけるフレーム構成を示す説明図である。

【図17】パイロット信号の象限配置の説明図である。

【図18】従来の適応変調無線通信装置を説明するためのブロック構成図である。

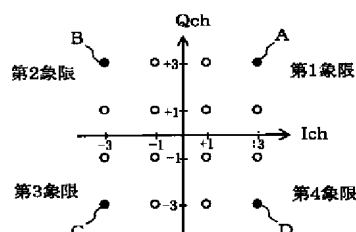
【図19】図18に示した瞬時C/Noおよび遅延スプレッド推定部57の内部を示すブロック構成図である。

【図20】従来の正規化内積値によるドップラー周波数推定の原理を説明するためのIQ位相平面図である。

【符号の説明】

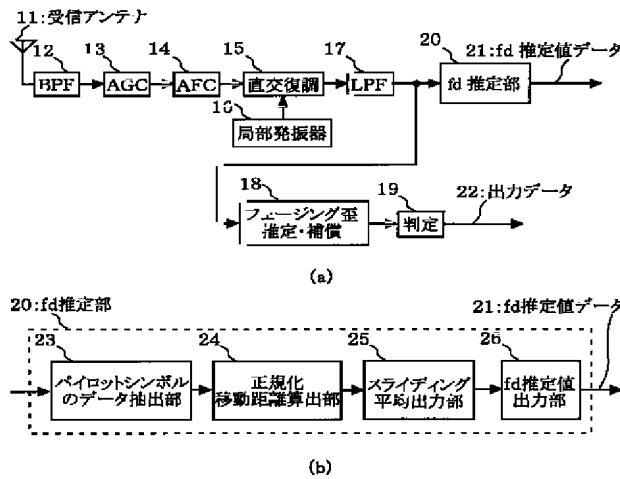
20、58、68…最大ドップラー周波数 $f_d$ 推定部、23…パイロットシンボルのデータ抽出部、24…正規化移動距離算出部、25…スライディング平均出力部、26… $f_d$ 推定値出力部、31…第1のパイロットシンボルの受信信号点、32…第2のパイロットシンボルの受信信号点、33…単位円、34、35…交点、53、63…変調多値数制御部、56、66…変調多値数推定部、57、67…瞬時C/Noおよび遅延スプレッド推定部、71、81…変調多値数選択部、72、82、96…比較部、73、74、83…第1～第3の変調パラメータ選択チャート、91…受信スロットの遅延プロファイル推定部、92…送信スロットの遅延プロファイル推定部、93…雑音電力推定部、94…受信電力推定部、95…C/No計算部

【図17】

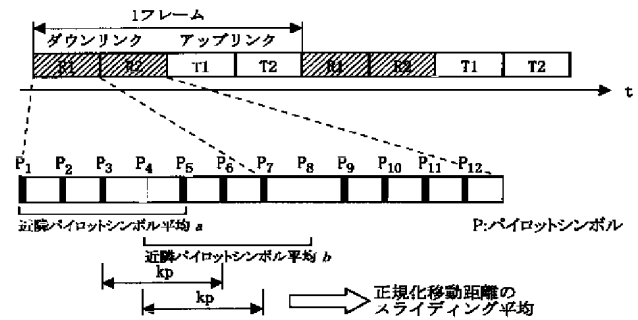




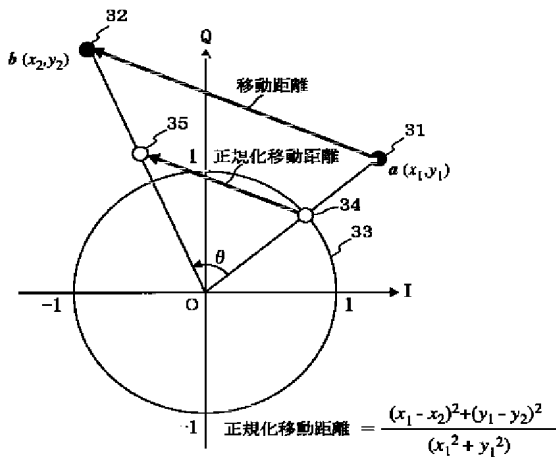
【図1】



【図2】

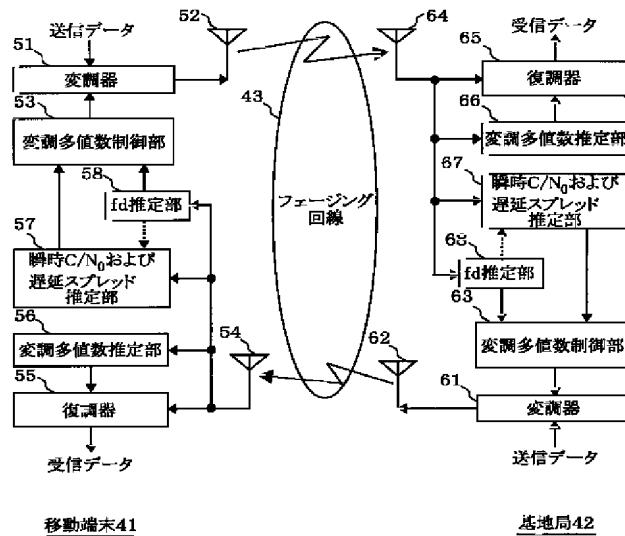


【図3】

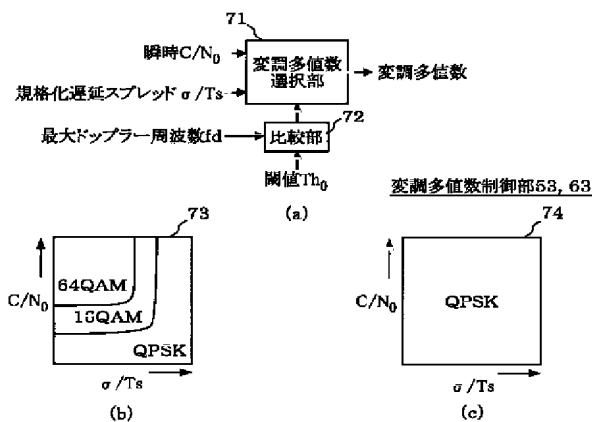


正規化移動距離によるドップラー周波数推定の原理

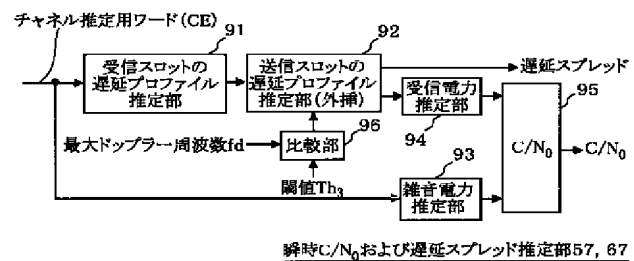
【図6】



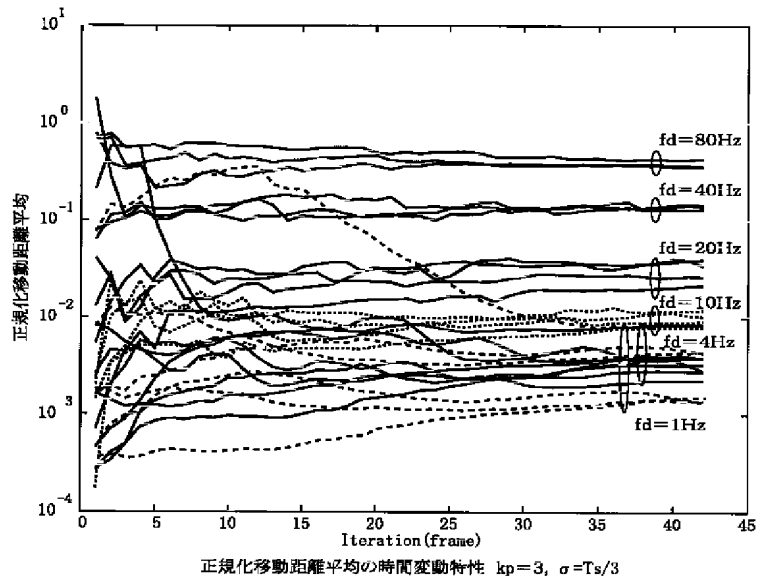
【図7】



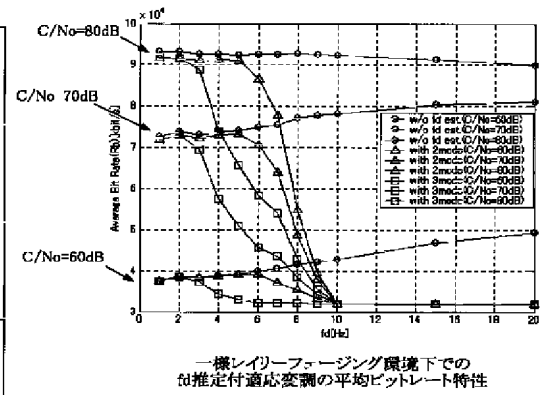
【図9】



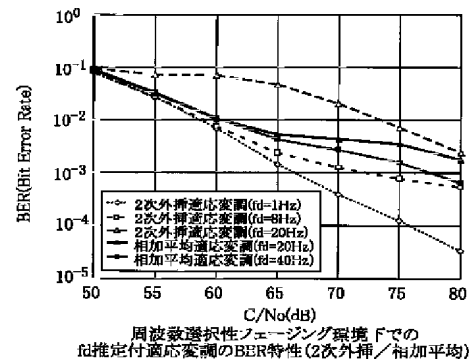
【図4】



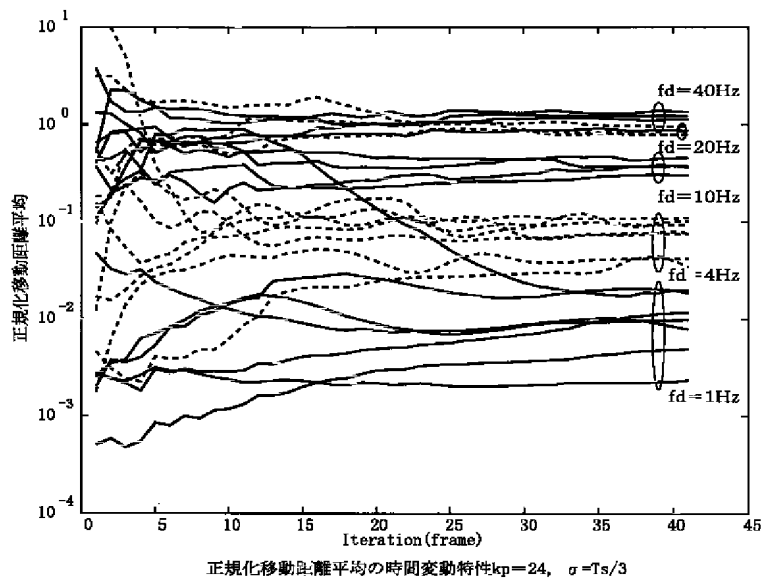
【図12】



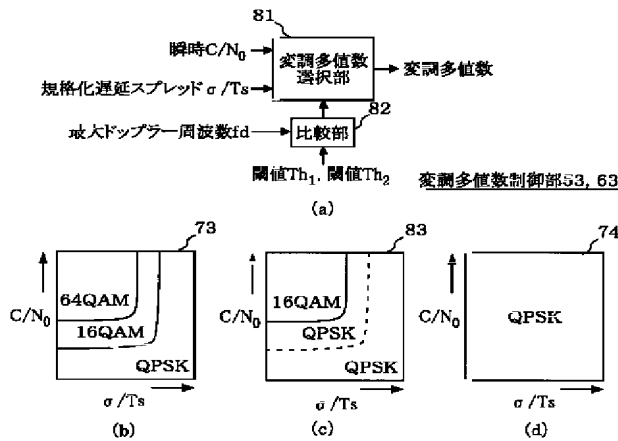
【図13】



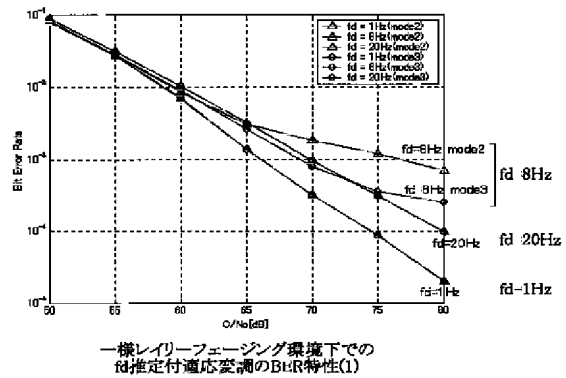
【図5】



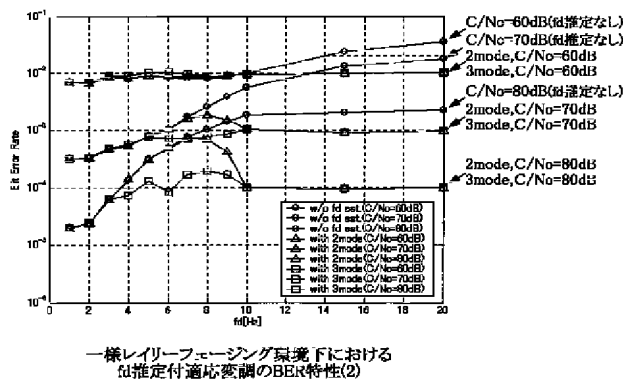
【図8】



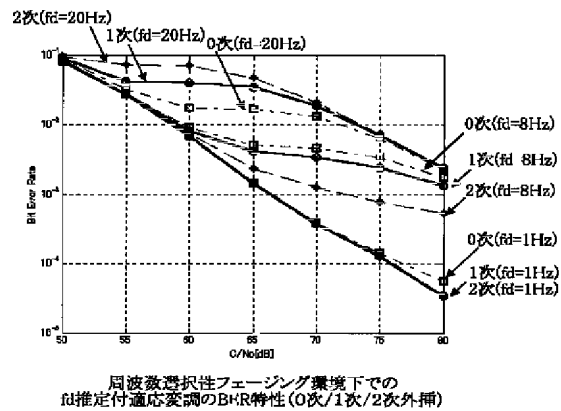
【図10】



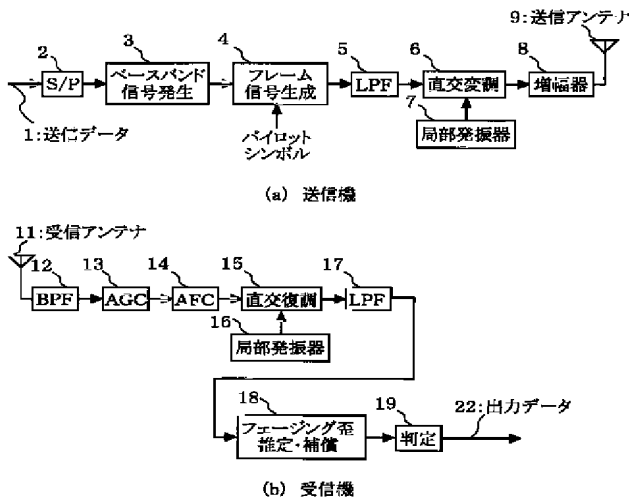
【図11】



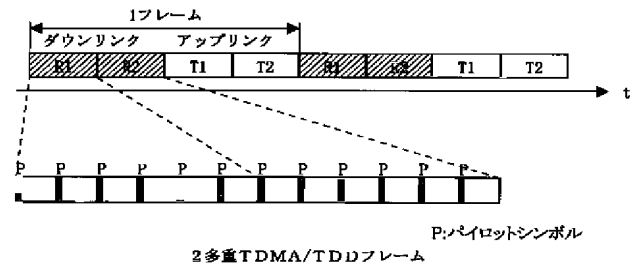
【図14】



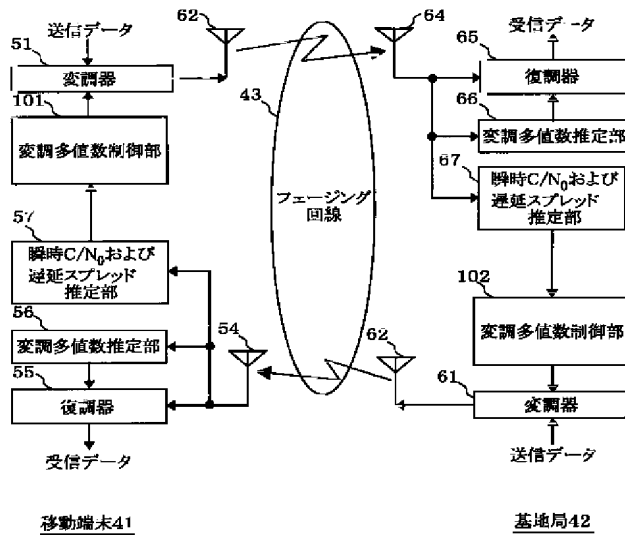
【図15】



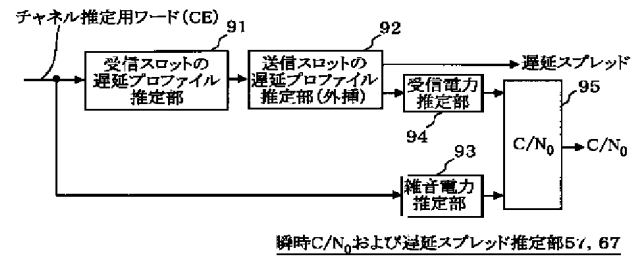
【図16】



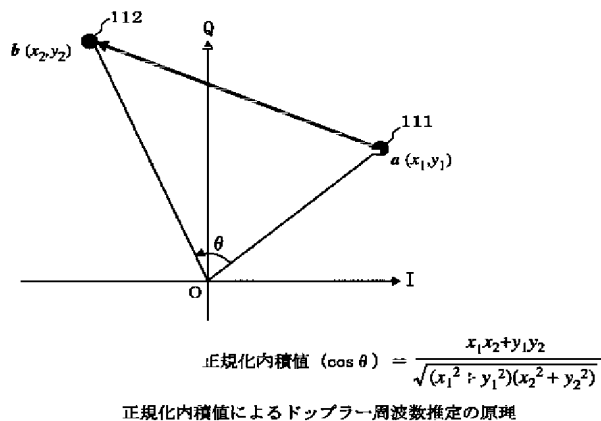
【例 18】



【図 19】



【図20】



フロントページの続き

(72)発明者 砂田 文宏  
神奈川県鎌倉市山崎299番地-1 サンリ  
ースビル 三菱スペース・ソフトウェア株  
式会社内

F ターム(参考) 5K004 AA08 JE00 JG00  
5K067 AA02 AA13 EE02 EE10 EE71  
GG01 GG11 HH21